

RÉPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

PARIS

(11) N° d publication :
(A n'utiliser que pour les
commandes de reproduction).

2 478 402

A1

**DEMANDE
DE BREVET D'INVENTION**

(21)

N° 80 05419

(54) Oscillateur à ligne à retard à ondes élastiques accordable par une tension électrique, et récepteur de télécommunication comprenant un tel oscillateur accordable.

(51) Classification internationale (Int. Cl. ³). H 03 B 5/00; H 04 L 25/00.

(22) Date de dépôt..... 11 mars 1980.

3) (32) (31) Priorité revendiquée :

(41) Date de la mise à la disposition du
public de la demande..... B.O.P.I. — « Listes » n° 38 du 18-9-1981.

(71) Déposant : Société dite : LIGNES TELEGRAPHIQUES ET TELEPHONIQUES, société anonyme,
résidant en France.

(72) Invention de : Jean-Louis Foure, Marc Garin et Michel Seguin.

(73) Titulaire : *Idem* (71)

(74) Mandataire : Michel Pierre, Thomson-CSF, SCPI,
173, bd Haussmann, 75360 Paris Cedex 08.

La présente invention se rapporte aux oscillateurs à ligne à retard commandés par une tension électrique qui permettent de délivrer un signal électrique sinusoïdal dont la fréquence est variable selon la valeur de cette tension électrique de commande.

5 Elle concerne également la réalisation d'un tel oscillateur sous la forme d'un circuit hybride.

On sait faire un oscillateur en utilisant un amplificateur dont la sortie est bouclée sur l'entrée au moyen d'une ligne à retard. Lorsque le gain de boucle est supérieur à 1 ce circuit

10 se met à osciller à une fréquence pour laquelle le déphasage est égal à 2π . Si l'amplificateur n'est pas inverseur ce déphasage est essentiellement apporté par la ligne à retard.

Cette ligne à retard peut être par exemple du type à ondes de surface dans lequel on excite la surface d'un substrat piézo-

15 électrique à partir d'un transducteur émetteur pour recevoir les ondes mécaniques ainsi produites sur un transducteur récepteur et obtenir ainsi un signal électrique de sortie semblable au signal électrique d'entrée mais avec un certain retard.

Marion F. Lewis a par ailleurs décrit dans un article intitulé "Surface Skimming Bulk Waves, SSBW" paru dans "Ultrasonics Symposium Proceedings 1977" des ondes de volume confinées en surface.

Il est difficile de réaliser un tel oscillateur avec des performances satisfaisantes au point de vue de la stabilité de

25 la fréquence et de la phase, de la pureté du signal obtenu, et de la gamme dans laquelle on peut faire varier la fréquence d'oscillation.

Pour améliorer ces performances, l'invention propose un oscillateur à ligne à retard à ondes élastiques accordable par

30 une tension électrique, du type comprenant un amplificateur dont la sortie est bouclée sur l'entrée par l'intermédiaire d'au moins une ligne à retard électromécanique en série avec au moins un déphaseur variable dont le déphasage est commandé par la tension électrique de commande de l'oscillateur, principalement caractérisé

35 en ce que la ligne à retard est du type à ondes de volume

confinées en surface.

D'autres particularités et avantages de l'invention apparaîtront clairement dans la description suivante présentée à titre d'exemple non limitatif -notamment pour les valeurs citées des éléments- et faite en regard des figures suivantes :

- la figure 1 éclatée dans les figures 1A et 1B, qui représente le schéma d'implantation d'un circuit hybride selon l'invention ;
- la figure 2, qui représente le schéma synoptique du circuit de la figure 1 ;
- la figure 3, qui représente le schéma électrique de l'organe DF ;
- la figure 4, qui représente le schéma électrique de l'organe AB ;
- la figure 5, qui représente une vue agrandie de l'implantation de l'organe AB (106 sur la figure 1A) ;
- la figure 6, qui représente le schéma électrique de l'organe DV ;
- la figure 7, qui représente une vue agrandie de l'implantation de l'organe DV (107 sur la figure 1B) ;
- la figure 8, qui représente le schéma électrique de l'organe TS.

L'oscillateur selon l'invention est du type comprenant un amplificateur dont la sortie est bouclée sur l'entrée par un dispositif à retard qui fixe essentiellement la fréquence d'oscillation. Dans le schéma symbolique de la figure 2, cet amplificateur AB est inséré dans une boucle de réaction comprenant un déphaseur variable DV qui permet de moduler la fréquence d'oscillation, une ligne à méandres LM qui donne un premier moyen de réglage fin de la fréquence centrale d'oscillation, un transformateur de sortie TS, une ligne à retard à ondes de volume confinées en surface LR qui apporte l'essentiel du retard de la boucle, et un déphaseur fixe mais ajustable DF qui donne un deuxième moyen de réglage fin de la fréquence centrale d'oscillation. Tous ces éléments sont en série et la ligne à retard LR est adaptée au transformateur de sortie TS par une cellule d'adaptation formée

d'une inductance L_2 en série shuntée à la masse par un condensateur C_2 . Elle est également adaptée au déphaseur fixe DF par une cellule d'adaptation de même nature formée d'une inductance L_1 et d'un condensateur C_1 . Tous les organes de l'oscillateur sont
5 étudiés pour présenter une impédance caractéristique de 50 ohms, et comme l'impédance caractéristique de la ligne LR est déterminée par des paramètres physiques qui sont utilisés pour d'autres besoins de construction et ne sont pas disponibles pour fixer l'impédance caractéristique, les cellules $L_1 C_1$ et $L_2 C_2$ servent
10 à ramener les impédances de sortie et d'entrée de cette ligne à retard à 50 ohms.

L'oscillateur est contenu dans un boîtier 101 muni d'un ensemble de connections de sortie telles que 102.

Dans ce boîtier on a placé un substrat 103 ayant la forme
15 d'une plaquette en céramique sur laquelle l'oscillateur a été réalisé par les techniques d'intégration hybride.

Pour cela on a tout d'abord déposé sur la surface de ce substrat une couche métallique, par exemple en or déposé par pulvérisation cathodique suivie d'une recharge électrolytique,
20 qui a été photogravée pour former les différents conducteurs. On a réservé pour les conducteurs de masse la plus grande surface possible, représentée en hachuré sur la figure, de manière à réaliser un plan de masse le plus étendu possible. Les bornes de sortie du boîtier qui ne servent pas à l'entrée ou à la sortie
25 d'un signal sont toutes réunies à ce plan de masse.

Les éléments du circuit sont formés d'une part d'un certain nombre d'éléments discrets tels que des inductances, des résistances, et des capacités, et d'autre part de plusieurs sous-ensembles. Les résistances sont en nitrure de tantale déposé
30 par pulvérisation cathodique. Les capacités, les inductances et les sous-ensembles sont collés sur le substrat et réunis aux conducteurs par des fils de liaison soudés à ceux-ci.

Les sous-ensembles comprennent essentiellement la ligne à retard RL, l'amplificateur AB, le déphaseur variable DV, et la
35 ligne à méandres LM. Par ailleurs pour simplifier la description on a isolé sur le schéma de la figure 2 le déphaseur fixe DF et

le transformateur de sortie TS comme deux sous-ensembles qui seront décrits séparément alors qu'ils sont formés d'éléments discrets.

On va maintenant décrire un à un ces sous-ensembles. On notera que les conducteurs de ces sous-ensembles sont hachurés sur la 5 figure, mais sont distincts du plan de masse.

La ligne à retard LR est formée d'une plaquette de quartz à la surface de laquelle on a formé, par exemple par évaporation d'une couche d'aluminium et photogravure, un transducteur d'entrée 104 et un transducteur de sortie 105. Ces transducteurs se présentent 10 sous la forme de peignes qui permettent, grâce aux propriétés piézo-électriques du quartz, de transformer les signaux électriques en entrée en ondes élastiques, et de transformer ces ondes élastiques en signaux électriques de sortie.

De manière courante, ces ondes élastiques se propagent à la 15 surface de la plaquette de quartz et le temps mis pour aller du transducteur d'entrée au transducteur de sortie détermine le retard apporté par cet élément.

Dans l'oscillateur selon notre invention, par contre, on utilise des ondes élastiques dites de volume confinées en surface 20 qui se propagent dans une couche de faible épaisseur située légèrement en dessous de la surface de la plaquette de quartz et parallèlement à cette surface.

Ces ondes présentent par rapport aux ondes de surface une plus faible atténuation, une excellente stabilité en température, 25 et bien entendu une insensibilité aux contaminations de la surface du quartz qui procure une meilleure stabilité à long terme.

Pour obtenir ces ondes, on sélectionne d'une part la coupe du quartz entre deux coupes, l'une dite BT et l'autre dite AT, 30 et d'autre part on réalise le transducteur d'entrée 104 avec un espacement des dents du peigne qui favorise la propagation de ces ondes, ceci de manière connue. Le peigne de sortie 105 est sensiblement réalisé de même manière que le peigne d'entrée pour répondre à l'excitation provoquée par ces ondes, ceci pour 35 des raisons de symétrie.

Dans le cas de la coupe BT la stabilité en température est

meilleure, de l'ordre de 5 PPM entre 0 et 30° Celsius, mais la vitesse des ondes est plus faible, de l'ordre de 3000 m/seconde. Dans le cas de la coupe AT la stabilité en température est moindre, de l'ordre de 15 PPM, quoique meilleure que dans le cas d'une coupe ST utilisée en ondes de surface, où elle est de l'ordre de 29 PPM, mais la vitesse des ondes est plus grande et de l'ordre de 5000 m/seconde. Comme la dimension du dispositif est essentiellement liée à la vitesse des ondes, si l'on désire une fréquence élevée, on choisira la coupe AT en sacrifiant légèrement la stabilité en température.

L'adaptation en sortie de la ligne à retard FR se fait sur 50 ohms à l'aide du circuit $L_1 C_1$. Dans l'exemple décrit L_1 est formée de 9 spires bobinées sur un tore en poudre de fer du type P9 et C_1 a une valeur de 18 picofarads.

La sortie de ce circuit d'adaptation est connectée au déphaseur fixe DF dont le schéma électrique est représenté sur la figure 3.

On remarque que ce schéma correspond à celui d'un coupleur à 3 décibels qui permet d'obtenir un déphasage sur une très large bande de fréquence.

Ce coupleur comprend deux bobines L_3 et L_4 formées dans l'exemple décrit de 4 spires sur un tore de même type et reliées l'une au circuit $L_1 C_1$ et l'autre à l'amplificateur de boucle AB.

Les autres extrémités des bobines sont reliées à la masse par deux condensateurs ajustables C_3 et C_4 .

Deux autres condensateurs C_5 et C_6 sont d'autre part en série entre respectivement l'entrée de DF et le condensateur C_3 , et la sortie de DF et le condensateur C_4 .

Chacun de ces condensateurs est formé d'un condensateur à sections multiples dont toutes les sorties sont connectées en parallèle par un ensemble de fils de connexion. Pour procéder à l'ajustement on sectionne successivement chacun de ces fils jusqu'à obtenir la valeur désirée. Sur la figure on n'a représenté qu'un seul fil pour des raisons de clarté.

L'amplificateur de boucle AB, dont le schéma est représenté sur la figure 4, est réalisé par les méthodes d'intégration

hybride sur une plaquette 106 rapportée sur la plaquette 103 et dont le schéma d'implantation est donné à grande échelle sur la figure 5. Quelques éléments discrets dont le volume est trop important pour qu'ils soient fixés sur la plaquette 106, sont
5 directement fixés sur la plaquette 103 et seront énumérés au fur et à mesure de la description.

Le signal provenant du déphaseur fixe DF est appliqué sur la base d'un transistor NPN T_3 de type CG 125 LA par l'intermédiaire d'un condensateur série C_7 de 10 nanofarads. Le collecteur du
10 transistor T_3 est alimenté à partir d'une source d'alimentation de 12 volts raccordée à l'une des broches 102 du boîtier 101 par l'intermédiaire d'une résistance R_1 de 44 ohms, en série avec une inductance L_5 et une inductance L_6 respectivement de 1 et 0,025 microhenry. L'inductance L_6 est imprimée sur la surface de la
15 plaquette 106, mais l'inductance L_5 est bobinée sur un tore de ferrite du type 1005 et est fixée sur la surface de la plaquette 103. L'émetteur du transistor T_3 est relié à la masse par une résistance R_2 de 2,2 ohms découplée par un condensateur C_8 de 80 picofarads. Le collecteur et l'émetteur de T_3 sont
20 réunis par un condensateur de neutrodynage C_9 de 1 picofarad. La tension d'alimentation qui apparaît au point commun à la résistance R_1 et à l'inductance L_5 est filtrée à la masse par un condensateur C_{10} de 10 nanofarads lui aussi fixé sur la plaquette 103.

25 La tension de sortie amplifiée par le transistor T_3 apparaît au point commun aux inductances L_5 et L_6 et elle sort de l'amplificateur vers le déphaseur variable DV par un condensateur C_{11} de 10 nanofarads.

Une cellule de contre-réaction formée d'un condensateur C_{12}
30 de 10 nanofarads en série avec une inductance L_7 de 20 nanohenry et une résistance R_3 de 475 ohms, réunit ces deux points communs aux inductances L_5 et L_6 à la base du transistor T_3 .

Un circuit d'alimentation stabilisée formé à partir de deux transistors PNP T_1 et T_2 de type 2N2907 permet de polariser la
35 base du transistor T_3 . La tension d'alimentation est prise à partir du point commun à la résistance R_1 et à l'inductance L_5

par l'émetteur du transistor T_2 . Elle est fournie à la base du transistor T_3 par une résistance R_4 de 3,2 kohms et une inductance L_8 de 2 nanohenry en série avec le collecteur du transistor T_2 . Le collecteur de T_2 est réuni à la masse par un condensateur de 5 filtrage C_{13} de 10 nanofarads. Ce condensateur C_{13} est extérieur à la plaquette 106 et fixé sur la plaquette 103.

Le transistor T_1 dont le collecteur est relié à sa base et à la base du transistor T_2 fournit à ce dernier une référence de tension. Pour cela il est alimenté à partir de la tension + par 10 une résistance R_5 de 200 ohms reliée à son émetteur, et son collecteur est bouclé à la masse par une résistance R_6 de 2,5 kohms.

Un ensemble de bandes d'or telles que 120 permet un bon contact entre la masse de l'amplificateur et celle de la pla- 15 quette 103.

Le déphaseur variable DV dont le schéma électrique est représenté sur la figure 6, est lui aussi réalisé sur une plaquette séparée 107 avec quelques éléments discrets séparés qui sont fixés ainsi que la plaquette 107 sur la plaquette 103. Son 20 schéma d'implantation est représenté sur la figure 7.

Le schéma de ce déphaseur est très sensiblement le même que celui du déphaseur DF dans lequel on a remplacé les condensateurs fixes C_3 et C_4 par deux éléments commandables électriquement. Les signaux en provenance de l'amplificateur AB sont appliqués sur 25 une inductance L_{10} et les signaux en sortie du déphaseur DV proviennent d'une inductance L_9 . Ces deux inductances sont couplées magnétiquement et sont formées de 5 spires bobinées simultanément sur un tore du même type que pour L_1 . L'extrémité de l'inductance L_{10} correspondant à l'entrée du déphaseur est réunie à 30 l'extrémité de l'inductance L_9 opposée à la sortie du déphaseur par un condensateur C_{14} de 11,5 picofarads. De même l'extrémité de l'inductance L_9 correspondant à la sortie du déphaseur est réunie à l'extrémité de l'inductance L_{10} opposée à l'entrée par un condensateur C_{15} de 11,5 picofarads.

35 Les extrémités des inductances L_9 et L_{10} opposées à l'entrée et à la sortie sont également réunies à deux condensateurs de

liaison C_{16} et C_{17} de 10 000 picofarads. Ces condensateurs sont d'autre part connectés en série aux anodes de 2 diodes à capacité variable VR_1 et VR_2 . Les cathodes de ces diodes sont réunies ensemble à un condensateur de liaison C_{18} extérieur à la plaquette 107 et connecté d'autre part à la masse. Les diodes VR_1 et VR_2 sont dans l'exemple décrit du type EH 738.

Les connexions entre les condensateurs C_{16} et C_{17} et les diodes VR_1 et VR_2 sont respectivement réunies à la masse par deux résistances R_7 et R_8 de 10 kohms.

10 Une tension de commande VC est appliquée à partir de l'une des bornes 102 à une inductance de filtrage L_{11} du même modèle que L_5 extérieure à la plaquette 107 et dont l'extrémité opposée à celle où arrivent les signaux VC est connectée aux cathodes des diodes VR_1 et VR_2 .

15 Ainsi ces diodes sont alimentées au point de vue continu entre l'entrée de commande VC et la masse par l'intermédiaire de l'inductance L_{11} et des résistances R_7 et R_8 , ce qui permet de faire varier leur capacité en fonction de la tension appliquée sur VC.

20 Pour les signaux HF par contre ces diodes sont connectées par l'intermédiaire des capacités C_{16} , C_{17} et C_{18} entre les extrémités des inductances L_9 et L_{10} et la masse, l'inductance L_{11} bloquant les signaux à haute fréquence vers le circuit délivrant le signal VC.

25 Le signal en sortie du déphaseur DV est ensuite appliqué à une deuxième ligne à retard LM.

Cette ligne à retard est du type à méandres et formée d'un conducteur électrique en forme de grecque photogravé sur la surface d'une plaquette du même type que les plaquettes 103, 106 30 et 107, et est rapportée sur la plaquette 107. Cette ligne est purement électrique et fonctionne par le retard pris par le signal pour parcourir le conducteur replié formé sur cette plaquette. Un ensemble de court-circuits tels que 108 permet en courtcircuitant les différentes boucles de la ligne d'offrir un 35 passage direct entre l'entrée et la sortie de la ligne LM. En coupant ces court-circuits on peut ainsi ajuster le retard apporté

par cette ligne, et comme le retard total est très faible, l'ajustement ainsi obtenu sera très fin.

On dispose donc pour ajuster la fréquence de repos de l'oscillateur selon les dispersions inévitables dans le processus de fabrication de deux moyens de réglages :

- le premier consiste à ajuster les condensateurs C_3 et C_4 du déphaseur fixe DF. Ainsi qu'on l'a vu ces condensateurs sont ajustables par pas et ce réglage laisse subsister une légère erreur ;
- 10 - le deuxième consiste à couper un plus ou moins grand nombre de court-circuits sur la ligne à retard LM ce qui permet d'affiner le réglage obtenu à partir du déphaseur fixe DF. Le retard total obtenu par la ligne LM est choisi pour correspondre à une valeur légèrement supérieure à celle d'un pas obtenu avec les
- 15 condensateurs C_3 et C_4 .

La sortie de la ligne à retard LM est connectée au circuit de sortie TS dont le schéma électrique est représenté sur la figure 8.

Ce circuit comprend un transformateur formé de quatre bobines L_{12} à L_{15} bobinées sur une perle en ferrite du type 2002.

Le primaire de ce transformateur comprend un premier bobinage formé d'une demi-spire (c'est-à-dire un simple passage du fil) L_{12} connectée entre la sortie de LM et le dipôle d'adaptation $L_2 C_2$ à la ligne à retard LR. Ce primaire comprend également un bobinage L_{14} connecté entre la sortie de LM et la masse et comprenant 2 spires.

Le secondaire de ce transformateur comprend d'une part une demi-spire L_{15} et d'autre part un autre bobinage L_{13} , formé de 2 spires. L'une des extrémités de la spire L_{15} est réunie à la masse par une résistance R_9 de 50 ohms. Son autre extrémité est réunie à l'une des extrémités du bobinage L_{13} et à l'une des broches 102 qui constitue la sortie du circuit hybride.

Avec les valeurs indiquées le couplage secondaire primaire du transformateur est à un niveau de -10 décibels. Ceci permet d'avoir une excellente stabilité quelque soit le circuit d'utilisation auquel est appliqué le signal de sortie. La dérive entre

une charge de 50 ohms de la sortie et sa mise en l'air est inférieure à $0,25 \cdot 10^{-6}$.

La sortie du circuit TS est reliée au dipôle d'adaptation avec la ligne à retard LR formée d'une inductance série L_2 shuntée 5 à la masse du côté de TS par un condensateur C_2 de 18 picofarads. L'inductance L_2 est formée de 6 spires bobinées sur un tore du même type que pour L_1 .

Un tel oscillateur est particulièrement utile dans un récepteur de télécommunication recevant un signal modulé par 10 des signaux numériques. Il est en effet le plus souvent nécessaire de reconstituer le rythme de ces signaux numériques pour obtenir une horloge permettant de synchroniser les différents organes du récepteur et les appareils reliés à la sortie de celui-ci pour utiliser les signaux numériques. Si la fréquence de cette horloge 15 est connue de manière approximative, des dérives imprévues se produisent le plus souvent et doivent être compensées. Pour cela on utilise un oscillateur dont la fréquence est la fréquence nominale de l'horloge et que l'on commande par une tension d'erreur provenant par exemple d'un comparateur de phase. Cet 20 oscillateur sera avantageusement un oscillateur à ligne à retard selon l'invention.

Avec les valeurs indiquées dans le texte, on a réalisé un oscillateur dont la fréquence centrale est de 200 Mégahertz modulable dans une bande de ± 3 kilohertz avec une pureté spectrale 25 inférieure à - 100 dB.

REVENDEICATIONS

1. Oscillateur à ligne à retard à ondes élastiques accordable par une tension électrique, du type comprenant un amplificateur (AB) dont la sortie est bouclée sur l'entrée par l'intermédiaire d'au moins une ligne à retard électro-mécanique (LR) en 5 série avec au moins un déphaseur variable (DV) dont le déphasage est commandé par la tension électrique de commande de l'oscillateur, caractérisé en ce que la ligne à retard est du type à ondes de volume confinées en surface.
2. Oscillateur selon la revendication 1, caractérisé en ce 10 que le déphaseur variable est un coupleur à 3 décibels comprenant des capacités réglables permettant de faire varier le déphasage des signaux entre son entrée et sa sortie ; ces capacités étant des diodes (VR_1 , VR_2) à capacité variable soumises à la tension de commande de l'oscillateur.
- 15 3. Oscillateur selon la revendication 2, caractérisé en ce qu'il comprend en outre dans sa boucle de réaction un coupleur à 3 décibels (DF) comprenant des capacités (C_3 , C_4) ajustables permettant de faire varier le déphasage des signaux entre son entrée et sa sortie pour obtenir un premier ajustement de la fréquence de repos de l'oscillateur. 20
4. Oscillateur selon la revendication 2, caractérisé en ce qu'il comprend en outre dans sa boucle de réaction une ligne à méandres (LM) permettant de retarder le signal entre son entrée et sa sortie ; cette ligne à méandres étant munie d'un ensemble 25 de court-circuits (108) permettant d'ajuster le retard qu'elle fait subir au signal.
5. Oscillateur selon l'une quelconque des revendications 2 à 4, caractérisé en ce qu'il comprend en outre un transformateur (TS) permettant de prélever une partie du signal de la 30 boucle pour délivrer un signal de sortie ; le signal ainsi prélevé étant à un niveau au plus égal à -10 décibels par rapport au signal de la boucle.
6. Oscillateur selon la revendication 5, caractérisé en ce que le déphaseur et les inductances d'adaptation comprennent 35 des circuits bobinés sur des noyaux toriques en poudre de fer.

7. Oscillateur selon l'une quelconque des revendications 5 et 6, caractérisé en ce que l'amplificateur, le déphaseur, et le transformateur de sortie ont des impédances d'entrée et de sortie sensiblement égales à 50 ohms ; la ligne à retard étant munie de 5 circuits d'adaptation ($L_1 - C_1$, $L_2 - C_2$) permettant d'obtenir des impédances d'entrée et de sortie sensiblement égales à 50 ohms.

8. Oscillateur selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce qu'il est réalisé sous la forme d'un circuit hybride.

10 9. Récepteur de télécommunications, caractérisé en ce qu'il comprend un oscillateur selon l'une quelconque des revendications 1 à 8.

1/6

FIG.1A

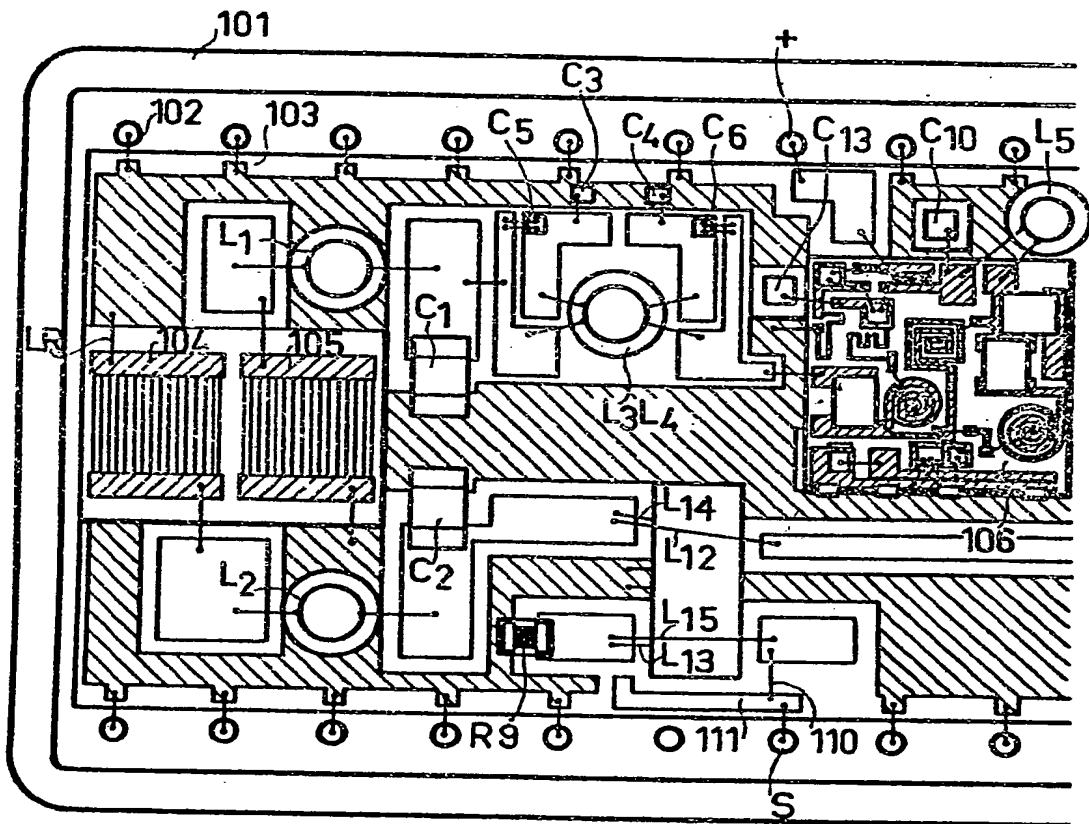
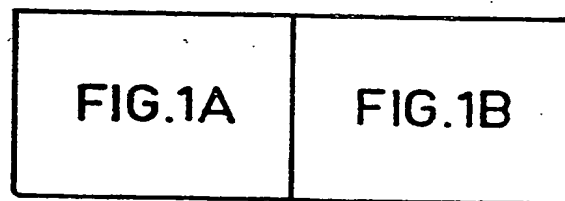
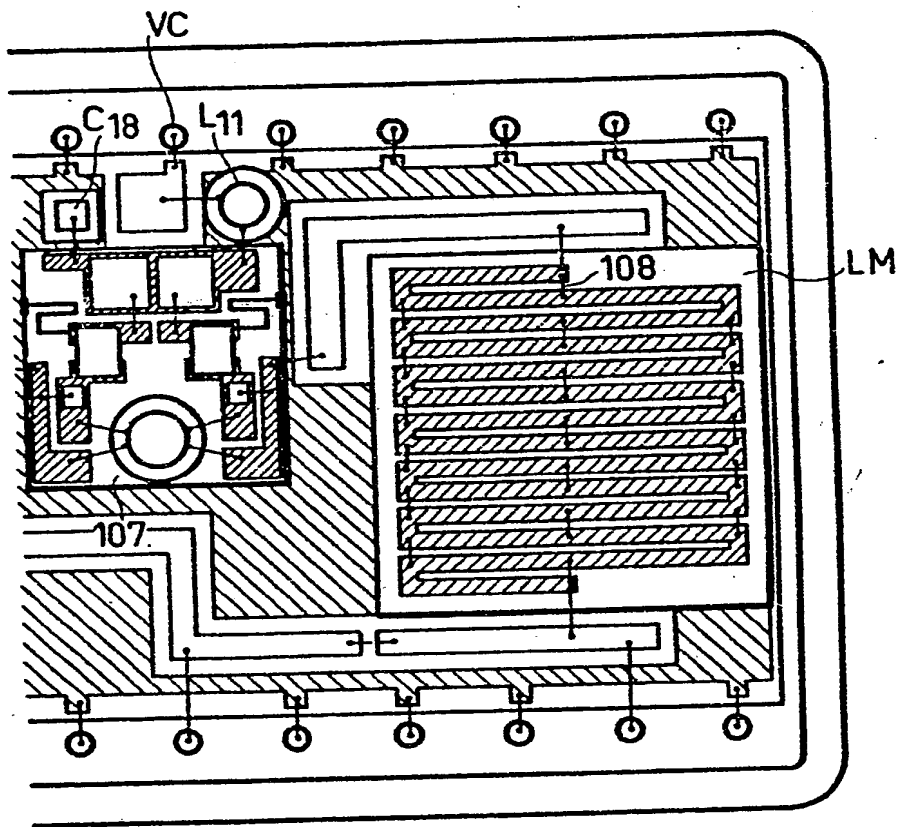


FIG.1



2/6

FIG.1B



3/6

FIG. 3

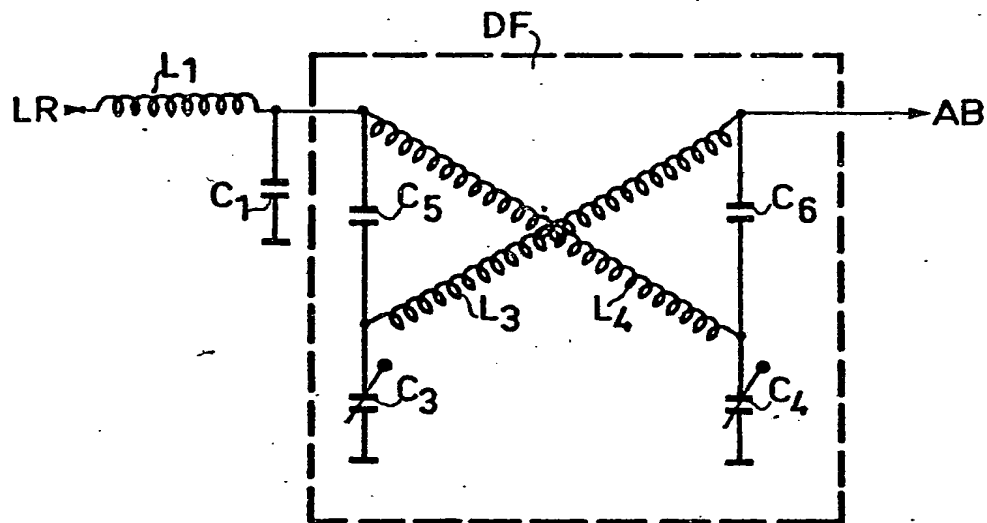
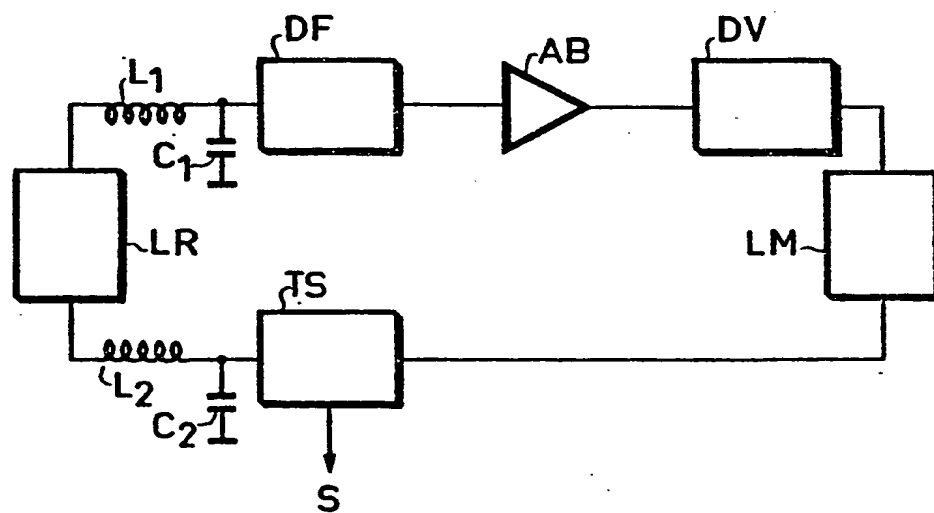


FIG. 2



4/6

FIG. 4

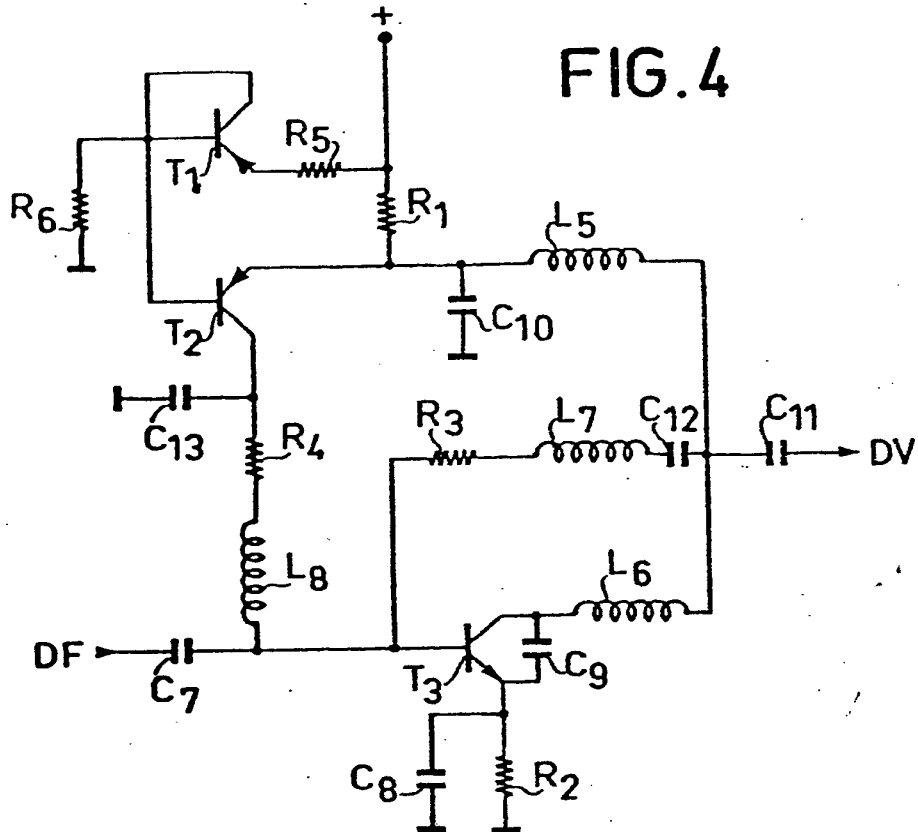
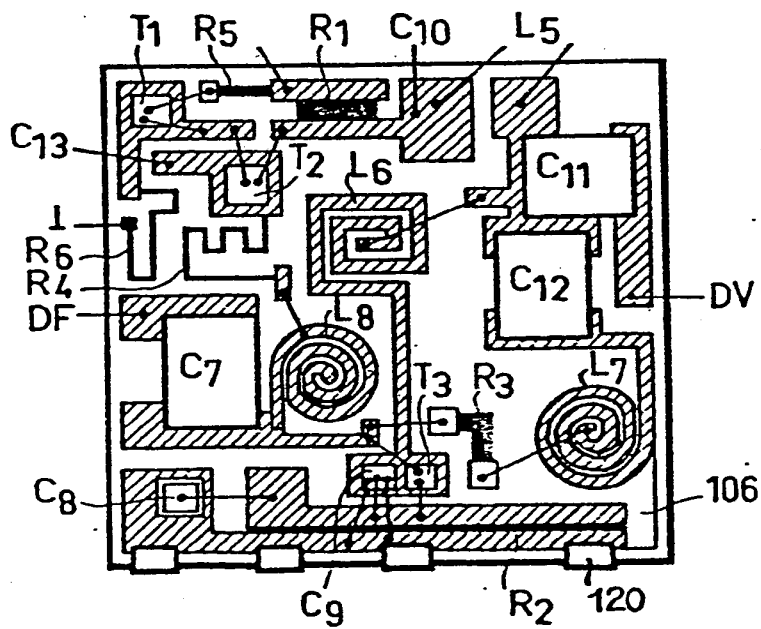


FIG. 5



5/6

FIG. 6

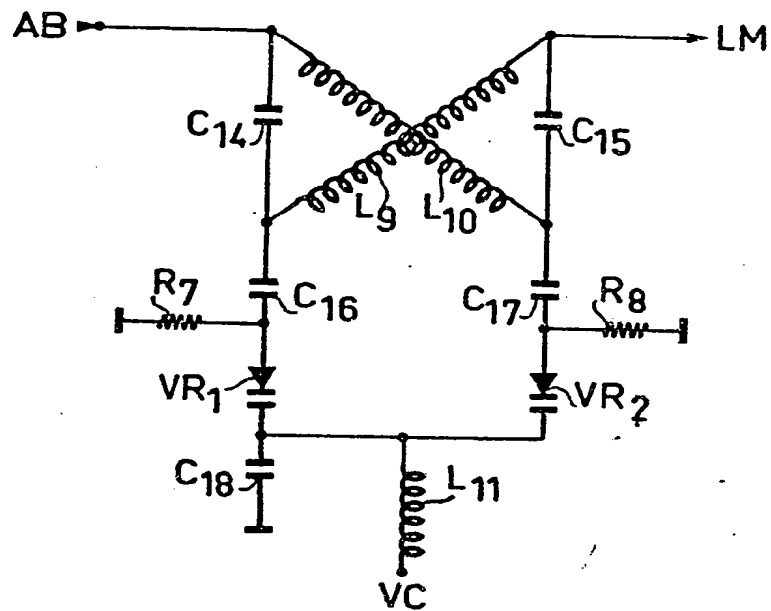
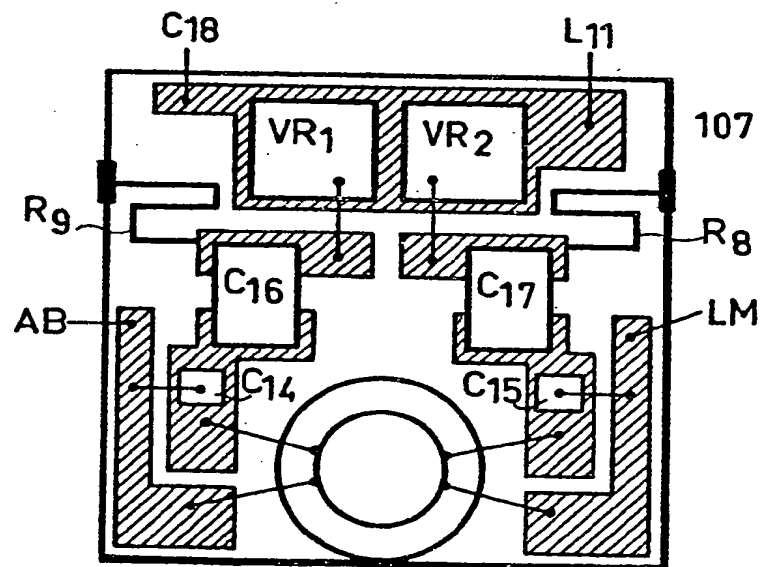


FIG. 7



6/6

FIG. 8

